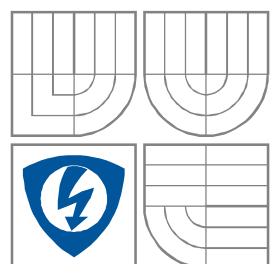


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS**

SELEKTIVNÍ OBVODY – LABORATORNÍ ÚLOHA

SELECTIVE CIRCUITS – LABORATORY EXPERIMENT

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

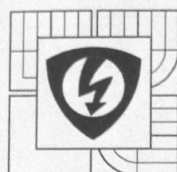
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Stanislav Košťál

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií
Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Stanislav Košťál

Ročník: 3

ID: 109677

Akademický rok: 2010/11

NÁZEV TÉMATU:

Selektivní obvody - laboratorní úloha

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s vlastnostmi selektivních obvodů. Navrhněte zapojení přípravku pro jejich měření a koncepci měřicího pracoviště. Realizujte základní měření na pracovišti.

Realizujte přípravek pro měření selektivních obvodů, vytvořte návod laboratorní úlohy a vzorový protokol. Měření prakticky proveďte a zpracujte do vzorového protokolu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DANEŠ, J. Amatérská radiotechnika a elektronika 3. díl. Naše vojsko. 1988, ISBN 28-098-88

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 27.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Cílem této bakalářské práce je popsat rozdělení a chování selektivních obvodů a způsoby jejich realizace. Jsou zde uvedeny vztahy pro výpočet hodnot součástek vybraných kmitočtových filtrů RLC druhého řádu. Dále jsou zde popsány možnosti výběru součástek kmitočtových filtrů a výpočetní vztahy potřebné pro konstrukci cívek. Práce dále obsahuje popis a kompletní informace potřebné pro výrobu měřicího přípravku pro měření pásmových propustí RLC druhého řádu. V příloze této práce veškeré materiály potřebné pro realizaci laboratorní úlohy využívající navržený měřicí přípravek.

Klíčová slova

Selektivní obvod, kmitočtový filtr, RLC filtr, výpočet cívky, přenosová charakteristika, vektorový síťový analyzátor, laboratorní úloha, transformace impedance

Abstract

The aim of this thesis is to describe the distribution and behavior of selective circuits and methods for their implementation. There are formulas provided for the calculation of the frequency components of selected second-order RLC filters. It further describes the choice of filter frequency components and computing relationships needed for the construction of coils. The work also includes a description and complete information needed for making measurements of the measurement of the RLC band-pass. The annex to this work includes all the materials needed for implementation of laboratory tasks designed to measure using the product.

Keywords

Selective circuit, frequency filter, RLC filter, the calculation of the coil, transmission characteristics, vector network analyzer, laboratory task, impedance transformation

KOŠTÁL, S. *Selektivní obvody - laboratorní úloha*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 25 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Selektivní obvody – laboratorní úloha, jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 2. května 2011

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Tomášovi Urbancovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu. Dále děkuji své přítelkyni Haně Krausové za pomoc s formátováním textu a své rodině za celkovou podporu této práce.

V Brně dne 2. května 2011

.....
podpis autora

OBSAH

Úvod.....	1
1 Kmitočtové filtry.....	1
1.1 Příklady použití.....	1
1.2 Selektivita filtrů	2
1.3 Činitel jakosti.....	2
1.4 Typy filtrů	3
1.4.1 Filtry RC	3
1.4.2 Filtry RLC.....	3
1.4.3 Filtry ARC.....	3
1.4.4 Další typy filtrů.....	3
1.5 Přenosové vlastnosti filtrů.....	4
1.6 Vztahy pro výpočet kmitočtových filtrů	6
1.6.1 Pásmová propust 2. řádu	6
1.6.2 Pásmová zadrž 2. řádu	8
1.6.3 Návrh filtrů 2. řádu	9
1.6.4 Transformační vlastnosti rezonančních obvodů	11
2 Součástky potřebné pro konstrukci filtrů	12
2.1 Výběr typu kondenzátoru	13
2.2 Výroba cívky	14
3 Návrh měřícího přípravku.....	18
4 Závěr	24
Seznam literatury.....	25

Seznam obrázků

Obr. 1.1 Propustnost filtru [7].....	2
Obr. 1.2 Filtr [8].....	4
Obr. 1.3 Modulové charakteristiky filtru [2]	5
Obr. 1.4 Argumentová charakteristika filtru [2]	5
Obr. 1.5 Paralelní zapojení PP[2]	6
Obr. 1.6 Sériové zapojení PP[2].....	6
Obr. 1.7 Modulová charakteristika PP[2]	7
Obr. 1.8 Korigovaná modulová charakteristika PP[2]	7
Obr. 1.9 Fázová charakteristika PP [2].....	8
Obr. 1.10 Paralelní zapojení PZ [2].....	8
Obr. 1.11 Modulová charakteristika PZ [2].....	9
Obr. 1.12 Fázová charakteristika PZ [2]	9
Obr. 2.1 Zapojení varikapu [9].....	13
Obr. 2.2 a) průtok proudu vlivem skinefektu; b) vlivem proximity jevu [6].....	14
Obr. 2.3 Označení rozměrů cívky [6].....	15
Obr. 2.4 Ggraf ovlivňování velikosti Q hodnotou x [6].....	16
Obr. 2.5 Modulová přenosová charakteristika PP při použití rozdílných cívek	17
Obr. 2.6 Grafické znázornění vztahu (2.7) [6].....	18
Obr. 3.1 Schéma desky 1.....	19
Obr. 3.2 Plošný spoj desky 1.....	20
Obr. 3.3 Schéma zapojení desky 2.....	20
Obr. 3.4 Plošný spoj desky 2.....	21
Obr. 3.5 Fotografie sestaveného přípravku.....	22
Obr. 3.6 Možnosti zapojení přípravku.....	23
Obr. 3.7 Zapojení měřicího pracoviště.....	23

Seznam tabulek

Tabulka 1.1 Jednostranně zakončené filtry RLC 2.řádu [2].....	10
Tabulka 1.2 Oboustranně zakončené filtry RLC 2. řádu [2]	10

Úvod

Selektivní obvody nacházejí uplatnění v mnoha oblastech elektrotechniky a elektroniky. Jedná se o obvody, které mají za úkol výběr určitých kmitočtových složek ze širšího, jimi procházejícího spektra. Tyto obvody v ideálním případě propouštějí „chtěné“ části spektra (tyto úseky se nazývají pásma propustnosti) bez útlumu, kdežto pro „nechtěné“ úseky spektra (zvané nepropustné pásma) představují útlum, závisící na řádu filtru a na dané frekvenci. Propustnost daného selektivního obvodu se zobrazuje pomocí takzvané kmitočtové charakteristiky filtru. [2]

Jelikož tyto obvody nacházejí široké uplatnění, vznikl požadavek na vytvoření laboratorní úlohy, ve které se budou zkoumat právě kmitočtové charakteristiky selektivních obvodů. Přesněji řečeno, cílem této práce je zmapovat vlastnosti jednoduchých typů selektivních obvodů a vliv změn hodnot jejich součástek a struktury na výslednou kmitočtovou charakteristiku. V druhé části práce je popsán návrh měřícího přípravku potřebného pro realizaci laboratorní úlohy na téma selektivní obvody. V příloze práce je uloženo zadání laboratorní práce ve které si student ověří znalosti v oblasti selektivních obvodů. V rámci laboratorní práce budou provedena měření pásmových propusní realizovaných s různými typy vazeb. Dále je v přílohách dokument popisující základy ovládání měřícího programu TAPR VNA verze 3.1.0 a dokumenty potřebné k vypracování a kontrole laboratorní práce. Přílohy obsahují také vzorové řešení této laboratorní práce.

1 Kmitočtové filtry

1.1 Příklady použití

Kmitočtové filtry se například hojně využívají v radioelektrotechnice, zde se uplatňují téměř v každém bloku přijímače či vysílače. První kmitočtový filtr na přijímové cestě je svým způsobem už přijímací anténa, dále kmitočtové filtry zvyšují selektivitu přijímače v anténním předzesilovači, vstupních obvodech přijímače, mezifrekvenčním filtru či směřovači. Díky požívání těchto filtrů dokážeme poslouchat pouze požadovaný signál s minimálním rušením okolními stanicemi (selektivita přijímače-popsáno později). Na vysílací cestě nám kmitočtové filtry obecně pomáhají k vyzáření pouze potřebného spektra signálu a omezení rušení na okolních frekvencích.

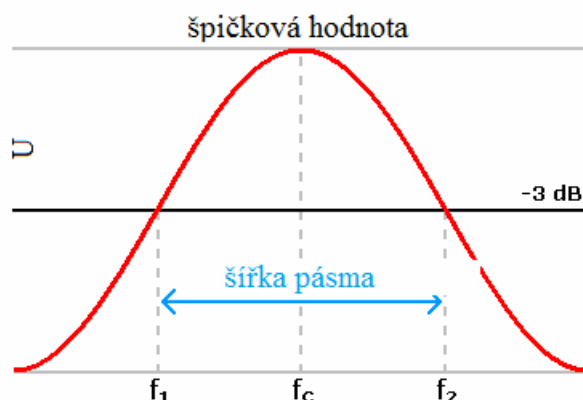
Dále nacházejí kmitočtové filtry široké uplatnění v elektroakustice, například jako korekční filtry (různé typy ekvalizérů, korektor kmitočtových charakteristik dynamických přenosek a další). Další hojné využití v oblasti elektroakustiky je například v reproduktorových výhybkách, zde je potřeba oddělit nízké kmitočty pro basový reproduktor od středně vysokých a dále od vysokých pro výškový reproduktor.

K hojnému využívání kmitočtových filtrů dochází také v měřící technice, kde jsou většinou nároky na přesnost filtrů vysoké. Dále například v regulační či silnoproudé elektrotechnice.

Obecně vzato neexistuje žádná oblast elektrotechniky, v které bychom nevyužili žádný z druhů kmitočtových filtrů, a proto je vhodné, aby se každý student elektrotechnické školy alespoň částečně seznámil s touto problematikou. [2]

1.2 Selektivita filtrů

Jak již bylo uvedeno dříve, kmitočtové filtry se využívají pro výběr určité části kmitočtového spektra. Část spektra je filtrem propuštěna a část zachycena. Selektivita je pojem, který vyjadřuje schopnost selekce kmitočtového spektra, jinými slovy právě propuštění pouze určité části kmitočtového spektra. Selektivitu konkrétního filtru potom popisuje stupeň selektivity. Jeho hodnota se rovná propustnému pásmu daného filtru, je to rozdíl mezi maximální a minimální přenosovou frekvencí filtru. Maximální či minimální přenosová frekvence je frekvence, při níž klesne hodnota přenášeného výkonu o polovinu. Z pohledu hodnot napětí se jedná o pokles 3 dB na obě strany od špičkové hodnoty v propustné části grafu (obr. 1.1). [1]



Obr. 1.1 Propustnost filtru [7]

1.3 Činitel jakosti

Dalším pojmem, který je velice úzce svázán se selektivitou, je činitel jakosti, označovaný jako „Q“. Pomocí činitele jakosti můžeme vypočítat šířku propustného pásma pro pokles o 3 dB (1.9) z něhož vyplývá, že se zvětšujícím se činitelem jakosti Q se bude zvětšovat strmost křivky propustnosti a filtr bude výrazněji omezovat nechtěné spektrum, pásmo propustnosti se bude naopak zmenšovat. Pokud bychom požadovali pouze úzké propustné pásmo vzhledem k velikosti rezonančního kmitočtu, bylo by nutné hodnotu Q zvyšovat. To je však pro vysoké hodnoty Q již dosti složité, a proto se využívá řazení více filtrů do kaskád či vytváření složitějších struktur filtru. S kaskádním řazením je však spojen nárůst útlumu celé kaskády. [1]

1.4 Typy filtrů

Jelikož jsou možnosti použití filtrů velice rozsáhlé, jsou na různé filtry kladeny různé požadavky. V praxi lze využít filtry s rezonančními frekvencemi od desetin Hz až po desítky THz. U některých aplikací je kladen nárok na přeladitelnost či přesnost frekvence v čase, na jiné zase vysoký útlum v nepropustném pásmu či potřeba pouze málo zvlněné frekvenční charakteristiky. Kvůli tomuto velice širokému spektru požadavků se tedy můžeme setkat s množstvím různých realizací frekvenčních filtrů. Mohou to být následující: [2]

1.4.1 Filtry RC

Tyto filtry jsou v porovnání s jinými velice jednoduché, dostupné a levné. Odpadá požadavek na navíjení cívky což usnadňuje výrobu. Na druhou stranu lze však očekávat pouze malou hodnotu Q (do 0,5). Použití filtrů RC vyšších řádů se vyskytuje výjimečně. [2]

1.4.2 Filtry RLC

Filtry RLC mají velice široké možnosti použití, tomu nahrává i fakt, že umožňují realizaci teoreticky libovolného typu filtru. Mohou mít podobu T článku, Π článku, či mnoha dalších aproximací. Často se využívají jako filtry vyšších řádů pro dosažení vyšší selektivity. Jejich omezení spočívá především v použití cívky. Zde nastává při realizaci filtru pro nízké kmitočty (do 100kHz) problém s velikostí cívky. U nižších kmitočtů klesá činitel jakosti filtru, a proto se využívají především pro frekvence od 100kHz výše. U kmitočtů nad 300MHz je však nutné používat velice malé hodnoty součástek, proto je praktická realizace filtru velice ovlivněna parazitními vlastnostmi použitých součástek. Z tohoto důvodu se při konstrukci RLC filtry pro vyšší frekvence používají realizace s rozloženými parametry jako jsou vlnovody, mikropásková vedení či koaxiální vedení. [2]

1.4.3 Filtry ARC

Jinak řečeno též aktivní filtry RC. V principu nahrazují filtry RLC, avšak nepoužívají cívky, čímž se zjednodušuje praktická realizace a použitelné frekvence již nejsou zdola tolik omezené. Pro jejich realizaci musíme na druhou stranu použít aktivní prvek (nejčastěji operační zesilovač), který omezuje možnosti použití pro vyšší frekvence. Dle typu aktivního prvku se maximální použitelné frekvence pohybují od stovek kHz do desítek MHz. Nevýhodou těchto filtrů je také potřeba napájení aktivního prvku, a to často symetrickým napětím. [2]

1.4.4 Další typy filtrů

Mezi další typy filtrů patří například **filtry ASC**, jedná se o filtry se spínanými kapacitorami. Mezi jejich hlavní výhody patří například možnost poměrně snadné monolitické integrace.

Dále se můžeme setkat s **elektromechanickými filtry**, které využívají mechanický rezonátor.

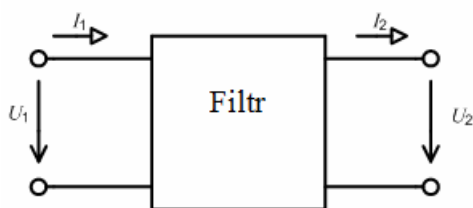
Filtry typu PAV (s povrchovou akustickou vlnou) jsou založeny na principu vyzařování, šíření a fázového, kmitočtově závislého skládání povrchových akustických vln.

Další filtry jsou **filtry CCD**, jejichž princip spočívá v postupném posuvu a fázově závislém sčítání jednotlivých “nábojových vzorků” (technologie známá například z CCD televizních kamer)

Číslicové filtry jsou na rozdíl od předešlých filtrů “softwarovou” realizací funkce filtru. Více informací o všech těchto typech filtru je možno dohledat v literatuře. [2]

1.5 Přenosové vlastnosti filtrů

Při průchodu signálu skrz filtr (nyní budeme uvažovat harmonický signál) dochází ke změně tohoto signálu. Pokud budeme skrz filtr pouštět harmonický signál o napětí U_1 , o kmitočtu f_1 a fázi φ_1 , na výstupu se objeví také harmonický signál se stejným kmitočtem ale o jiném napětí U_2 a fázi φ_2 . Schéma takového filtru je na obr. 1.2.



Obr. 1.2 Filtr [8]

Změna výstupního napětí a fáze vůči vstupní je dána přenosem napětí K_u , který lze vypočítat podle vztahu

$$K_u = K_u \cdot e^{j\varphi} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} \quad (1.1)$$

Přenos napětí lze rozdělit na reálnou a imaginární složku. Více používané rozdělení je však na změnu modulu a argumentu. Modul a argument přenosu filtru lze vypočítat podle vzorce

$$K_u = \frac{U_2}{U_1}, \quad \varphi = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (1.2)$$

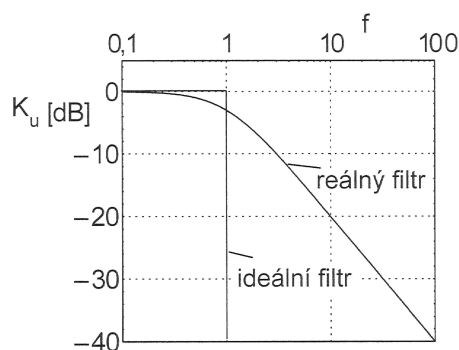
Přenos K_u je bezrozměrné číslo, v praxi se často udává v logaritmické míře pro jednoduché znázornění velkého rozsahu hodnot. Těmito vztahy lze však vypočítat přenos pouze pro konkrétní kmitočet, v praxi je proto vhodné vyjádřit přenosovou vlastnost filtru jako funkci kmitočtu. Tato funkce se nazývá přenosová funkce filtru a má nejčastěji tvar racionální lomené funkce

$$K(j\omega) = \frac{a_m (j\omega)^m + a_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + a_1 j\omega + a_0}{b_n (j\omega)^n + b_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + b_1 j\omega + b_0}, \quad m \leq n. \quad (1.3)$$

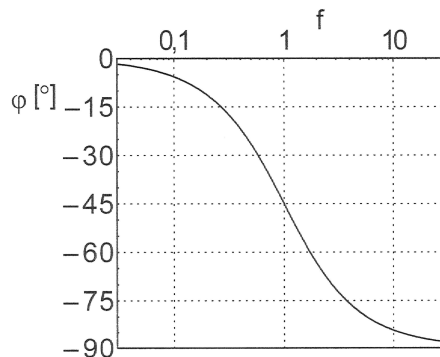
Pokud $j\omega$ nahradíme komplexním kmitočtem p (obecný tvar komplexního kmitočtu je $p = \sigma + j\omega$, podrobnější vysvětlení v knize [2]), vznikne nám tvar přenosové funkce podle vzorce

$$K(p) = \frac{a_m(p)^m + a_{m-1}(p)^{m-1} + \dots + a_1p + a_0}{b_n(p)^n + b_{n-1}(p)^{n-1} + \dots + b_1p + b_0}, \quad m \leq n. \quad (1.4)$$

I tuto funkci, která již popisuje chování filtru v závislosti na frekvenci, lze rozdělit na modulovou charakteristiku $K(\omega)$ popisující velikost amplitudy signálu (obr. 1.3) a argumentovou kmitočtovou charakteristiku $\varphi(\omega)$ popisující posun fáze signálu (obr. 1.4). Modulovou i argumentovou charakteristiku můžeme zanást do grafu v závislosti na frekvenci.



Obr. 1.3 Modulové charakteristiky filtru [2]



Obr. 1.4 Argumentová charakteristika filtru [2]

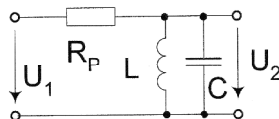
Dále bychom mohli zkoumat působení filtrů na neharmonický signál, zde se projevují časové vlastnosti kmitočtových filtrů a v závislosti na typu filtru (DP, PP, HP) je tvar signálu po průchodu změněn. V této práci se však zabývám návrhem a testem filtrů pro harmonický signál, a proto nebudu tuto kapitolu více rozvádět, v případě zájmu o časové průběhy filtrů mohu doporučit knihu Kmitočtové filtry. [2]

1.6 Vztahy pro výpočet kmitočtových filtrů

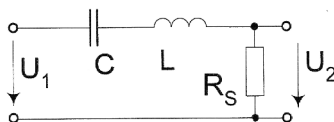
V rámci zestručnění zde uvedu základní informace a návrhové vztahy pro filtry RLC 2. řádu typu pásmová propust a pásmová zadrž. V mojí práci budu používat pouze tyto typy, proto není nutné podrobněji popisovat širší škálu filtrů.

1.6.1 Pásmová propust 2. řádu

Pásmovou propust 2. řádu můžeme realizovat pomocí dvou různých zapojení, a to buď paralelního zapojení (obr. 1.5) či sériového zapojení (obr. 1.6).



Obr. 1.5 Paralelní zapojení PP[2]



Obr. 1.6 Sériové zapojení PP[2]

Princip funkce vyplývá z kmitočtové závislosti použité L (zadrží vysoké kmitočty a propustí nízké) a C (zadrží nízké kmitočty a propustí vysoké). K nynějším výpočtům nebudeme uvažovat parazitní hodnoty součástek.

Tvar rovnice přenosové funkce je zaznamenán ve vzorci

$$K(p) = \frac{p / (R_p C)}{p^2 + p / (R_p C) + 1 / (LC)} = \frac{p \Omega_0 / Q}{p^2 + p \Omega_0 / Q + \Omega_0^2}. \quad (1.5)$$

Vzorec byl upraven na základě vztahů

$$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}], \quad F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} [\text{Hz}], \quad Q = \frac{R_p}{\Omega_0 L}. \quad (1.6)$$

Šířku pásma B vypočteme obecně podle vzorce

$$\frac{K(f)}{K(F_0)} = \frac{1}{\sqrt{1 - Q^2 F^2}}, \quad (1.7)$$

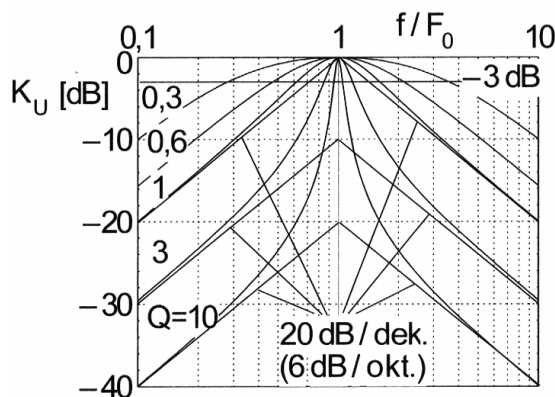
kde F je činitel rozladění daný vzorcem

$$F(f) = \frac{f}{F_0} - \frac{F_0}{f} [\text{Hz}]. \quad (1.8)$$

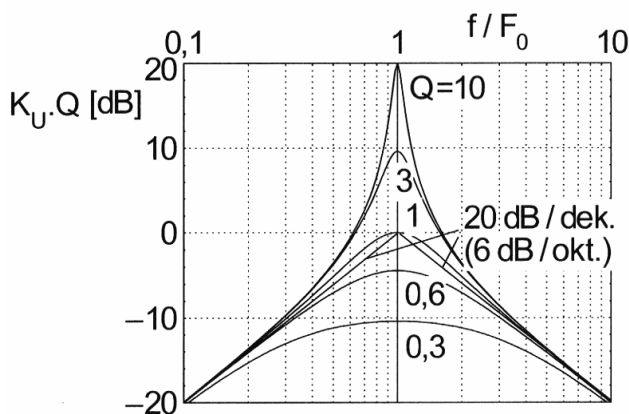
Pro výpočet šířky propustného pásma pro pokles o 3 dB můžeme použít méně komplikovaný vzorec

$$B_3 = \frac{F_0}{Q} [\text{Hz}], \quad B_3 = \frac{\Omega_0}{Q} [\text{rad} / \text{s}]. \quad (1.9)$$

Pro různé hodnoty činitele jakosti Q se budou měnit také tvary modulové charakteristiky (obr. 1.7). Změny jsou obzvláště výrazné v oblastech rezonance obvodu. Pro rezonanční kmitočet je modul hodnoty přenosu roven hodnotě činitele jakosti Q .



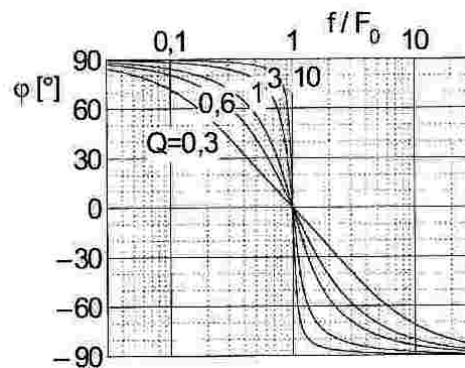
Obr. 1.7 Modulová charakteristika PP[2]



Obr. 1.8 Korigovaná modulová charakteristika PP[2]

Nejčastěji používáme pásmové propusti s Q daleko větší než 1, a proto se můžeme setkat s názornějším zobrazením modulových charakteristik, kdy čítec přenosové funkce je vynásoben hodnotou Q . V takovém případě se potom charakteristiky sbíhají do též asymptot (obr. 1.8). Asymptoty mají sklon 20 dB/dekádu, pokud bychom požadovali větší strmost, museli bychom vytvořit kaskádní zapojení či PP vyššího řádu.

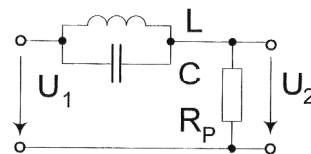
Na grafu (obr. 1.9) je zobrazena fázová charakteristika PP, je zřetelné, že v bodě rezonance se překlápí fáze a to pro vyšší hodnotu Q více „skokově“. [2]



Obr. 1.9 Fázová charakteristika PP [2]

1.6.2 Pásmová zádrž 2. řádu

Realizace pásmové zádrže s paralelním rezonančním obvodem je na obr. 9, využívá se i analogie se sériovým rezonančním obvodem, avšak nyní se budu zabývat pouze paralelním zapojením. Princip je podobný jako u PP 2. řádu, avšak zde, na rozdíl od propusti, nulový přenos paralelního zapojení LC při rezonančním kmitočtu způsobí „přerušení“ (veliký odpor) vstupu filtru od výstupu. Pro nulový či nekonečný kmitočet naopak bude přenos jednotkový (nulový kmitočet- přenos skrz L, nekonečný kmitočet- přenos skrz C).



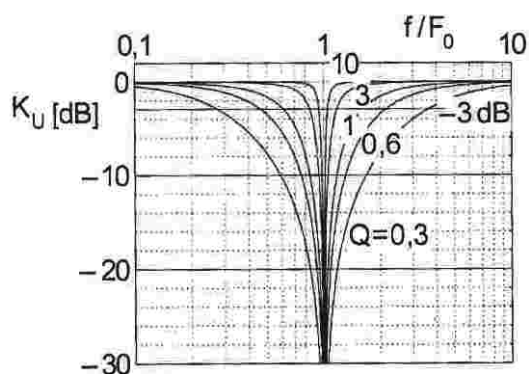
Obr. 1.10 Paralelní zapojení PZ [2]

Přenosovou funkci PZ je možno vypočítat podle vzorce

$$K(p) = \frac{p^2 + 1/(LC)}{p^2 + p/(R_p C) + 1/(LC)} = \frac{p^2 + \Omega_0^2}{p^2 + p\Omega_0/Q + \Omega_0^2}, \quad (1.10)$$

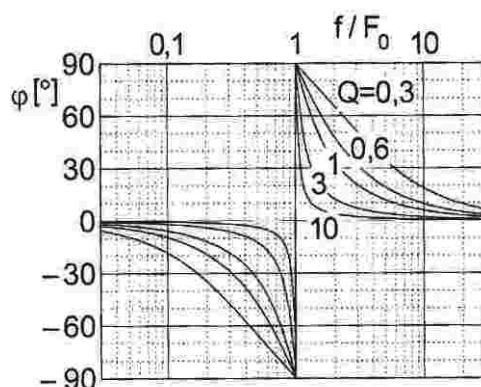
doplňující vztahy pro výpočet normované hodnoty mezního kmitočtu Ω_0 , F_0 či činitele jakosti Q jsou uvedeny ve vzorci (1.6).

Vztahy pro výpočet šířky pásma B (1.7), (1.9) a pro výpočet činitele rozladění F (1.8) jsou stejné jako v případě pásmové propusti 2. řádu. Při pohledu na modulovou charakteristiku přenosu (obr. 1.10) lze zjistit, že při rezonanční frekvenci je přenos nulový. To však platí pouze pro model s ideálními prvky bez parazitních vlastností součástek. V praxi způsobují ztráty v C a L nenulový přenos, jehož hodnota roste s rostoucí hodnotou Q .



Obr. 1.11 Modulová charakteristika PZ [2]

Fázová charakteristika (obr. 1.12) je podobná jako u PP, vyjma fázového skoku o 180° při rezonanční frekvenci. [2]



Obr. 1.12 Fázová charakteristika PZ [2]

1.6.3 Návrh filtrů 2. řádu

Při návrhu filtrů budeme počítat s ideálními součástkami bez parazitních hodnot. Návrh budeme provádět pro jednostranné zakončení (filtr zakončen odporem pouze na vstupu či výstupu). Základní vztahy, které platí pro DP, HP, PP i PZ jsou

$$F_0 = \frac{\Omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} [Hz], \quad Q_s = \frac{\Omega_0 L}{R_s} = \frac{1}{\Omega_0 C R_s}, \quad Q_p = \frac{R_p}{\Omega_0 L} = \Omega_0 C R_p$$

$$\text{kde } \Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = F_0 \cdot 2\pi [rad \cdot s^{-1}]. \quad (1.11)$$

Jelikož máme 3 neznámé hodnoty (R, L, C), potřebujeme jednu z nich zvolit a zbylé dopočítat. To nám dává možnost volby, kterou hodnotu zvolit. Volba již závisí na konkrétním zadání, kdy bývá například hodnota odporu dána okolními členy filtru. Schéma filtrů pro jednostranné zakončení je zobrazeno v tabulce 1.1

tlumení rez. obvodu	sériové – R_s	paralelní – R_p
DP		
HP		
PP		
PZ		

Tabulka 1.1 Jednostranně zakončené filtry RLC 2.řádu [2]

Pro praktické řešení bude však nutné uvažovat oboustranné zakončení filtrů. V mojí práci využiji pouze návrhové vztahy pro PP a PZ, proto se složitějšími vztahy pro DP a HP nebudu zabývat (pro zájemce je postup návrhu uveden v [2]). Vzorec pro návrh filtru s oboustranným zakončením je stejný jako pro návrh filtru s jednostranným zakončením (1.11), pouze je nutné přepočítat hodnotu odporů oboustranného zatížení na jednu hodnotu (buď paralelní nebo sériová spojení). Pro PP se sériovým odporem bude ekvivalentní odpor k oboustrannému zatížení roven součtu odporů oboustranného zapojení, tedy $R_{s\text{ EKV}} = R_s + R_s'$. Pro PP s paralelním zapojením bude $R_{p\text{ EKV}} = R_p R_p' / (R_p + R_p')$. U PZ je tomu opačně. Další rozdíl oproti jednostrannému zakončení je ve snížení přenosu v propustném pásmu, zatěžující odpory se chovají jako odporový dělič a v jejich poměru klesne hodnota přeneseného napětí U_2 na výstup filtru. Při návrhu filtru (při daných hodnotách R , dané F_0 a Q) začneme výpočtem ekvivalentní hodnoty zatěžovacího odporu a hodnoty Ω_0 , dále vypočteme hodnotu C či L (závisí na typu obvodu) a nakonec vypočteme chybějící hodnotu C či L . Schéma filtrů pro oboustranné zakončení je zobrazeno v tabulce 1.2.

DP		HP	
PP – S		PP – P	

Tabulka 1.2 Oboustranně zakončené filtry RLC 2. řádu [2]

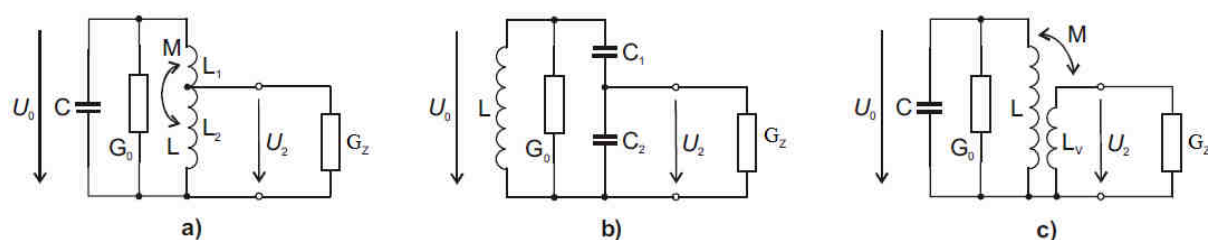
Pokud máme dané hodnoty budicího a zatěžovacího odporu příliš nízké, je možné obvod napájet pomocí tzv. odboček. V takovém případě dojde k menší zátěži filtru, která se projeví zvýšením hodnoty Q . Hodnoty součástek v takovém případě lze nejpohodlněji získat z appletu dostupného na adrese citované pod číslem [3], či využít výpočetní vztahy uvedené v následující kapitole. [2]

1.6.4 Transformační vlastnosti rezonančních obvodů

Při praktickém použití kmitočtových filtrů bývá většinou velice důležitá jejich selektivita, vyjádřená hodnotou činitele jakosti obvodu Q . Ze vzorce (1.11) vyplývá, že pro danou hodnotu f_0 závisí hodnota Q na poměru L/C , jeho hodnota je však v praxi omezená. Dále činitel Q závisí na celkovém odporu (či vodivosti) daného obvodu. Ten je složen z odporu zdroje R_G , odporu samotného rezonančního obvodu R_0 a odporu zátěže R_Z . Pro jednodušší výpočty nebude kalkulováno s odporem, ale vodivostí. Celkovou vodivost zatíženého obvodu lze vypočítat podle vzorce (1.12)

$$G = G_G + G_0 + G_Z. \quad (1.12)$$

Pro snížení celkové vodivosti G , a tím i zvýšení činitele jakosti Q , je možné nepřipojit zdroj a zátěž k rezonančnímu obvodu přímo, avšak použít některou z transformačních vazeb. Díky použití vazby se v rezonančním obvodu neprojeví vodivost přímo, ale pouze v určitém poměru. Možnosti zapojení zátěže pomocí vazeb jsou na (obr. 1.13).



Obr. 1.13 Způsoby zapojení zátěže paralelní PP pomocí vazby a) autotransformátorové b) kapacitní c) transformátorové [10]

Vliv transformované vodivosti G_Z či G_G na celkovou vodivost rezonančního obvodu bude záviset na transformačním činiteli p . Ten lze vypočítat pro autotransformátorovou vazbu pomocí vzorce (1.13)

$$p = \frac{L_2 + M}{L} \cong \frac{U_2}{U_0} < 1. \quad (1.13)$$

Kde L je celková indukčnost cívek L_1 a L_2 . A M je vzájemná mezi cívkami L_1 a L_2 .

Transformační činitel p pro kapacitní vazbu lze vypočítat pomocí vzorce (1.14)

$$p = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cong \frac{U_2}{U_0} < 1. \quad (1.14)$$

A transformační činitel p pro transformátorovou vazbu lze vypočítat pomocí vzorce (1.15)

$$p = \frac{L_V + M}{L} \cong \frac{U_2}{U_0} < 1 \quad (1.15)$$

Kde M je vzájemná indukčnost mezi vazební cívku L_V a cívku rezonančního obvodu L. Pokud bude pro připojení zdroje použita vazba s transformačním činitelem p_1 a pro připojení zdroje p_2 , celková vodivost G obvodu bude (1.16)

$$G = p_1^2 G_G + G_0 + p_2^2 G_Z. \quad (1.16)$$

Pro transformační činitele <1 bude tedy výsledná vodivost nabývat výrazně nižších hodnot a hodnota činitele jakosti Q tedy výrazně vzroste (1.11). Čím volněji budou okrajové vodivosti navázány (nižší hodnoty p), tím bude vyšší hodnota Q, a tedy i selektivita výsledného rezonančního obvodu.

S rostoucím činitelem jakosti obvodu Q se však bude snižovat účinnost přenosu η . Tu lze vypočítat podle vzorce (1.17)

$$\eta = \frac{P_Z}{P_{Ga}} = \frac{G_Z \left(\frac{I}{G_G + G_0 + G_Z} \right)^2}{\frac{I^2}{4G_G}}. \quad (1.17)$$

Při využití transformace hodnoty G_Z a G_G dosazujeme již přepočtené. Při splnění podmínky $G_Z = G_G = G$ lze vzorec (1.17) upravit na vzorec (1.18)

$$\eta = \frac{4G^2}{(2G + G_0)^2}. \quad (1.18)$$

Při použití vzorce (1.19)

$$\frac{2G + G_0}{G_0} = \frac{Q_0}{Q} \quad (1.19)$$

získáme výsledný vzorec (1.20) pro výpočet účinnosti z hodnoty činitele jakosti nezatíženého obvodu Q_0 daného činiteli jakostí použitých součástek a činitele jakosti zatíženého obvodu Q,

$$\eta = \left(1 - \frac{Q}{Q_0} \right)^2, \quad \eta \text{ [dB]} = 20 \log \left(1 - \frac{Q}{Q_0} \right). \quad (1.20)$$

2 Součástky potřebné pro konstrukci filtrů

V mé práci se zabývám PP a PZ 2. řádu. Při konstrukci těchto filtrů se využívá vlastností cívek a kondenzátorů. O výpočtu jejich hodnot a struktuře zapojení pro konstrukci filtru s danými vlastnostmi jsem již psal v kapitole č. 2. Nyní se zaměřím na výběr či výrobu vhodných součástek s cílem dosáhnout co nejoptimálnějších

vlastností, které napomůžou k přiblížení výsledných hodnot praktické realizace filtru k hodnotám vypočteným dle teoretických modelů nepočítajících s parazitními hodnotami součástek.

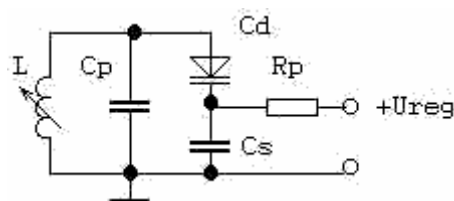
2.1 Výběr typu kondenzátoru

Při výběru kondenzátoru je důležitá především hodnota činitele jakosti Q , jeho dostupnost a mechanická odolnost. V mé práci sestavuji filtr pro nízké napětí, s tímto parametrem tedy není problém. Rozměr kondenzátoru také nehraje významnou roli. Hledisko stálosti by začalo hrát roli při praktickém používání filtru, avšak pro tuto laboratorní práci, kde budeme používat kondenzátor s proměnnou kapacitou pro demonstraci jeho vlivu na přenosovou charakteristiku filtru. Zbývá nám tedy faktor dostupnosti a hodnoty Q .

Z hlediska hodnoty Q není kondenzátor tolik klíčový, jeho Q běžně dosahuje hodnot nepoměrně vyšších než u cívky. Pro naše účely budeme za vyhovující typy kondenzátorů z hlediska činitele jakosti Q považovat tyto: **keramický, slídový, styroflexový, vzduchový a vakuový.**

Z hlediska dostupnosti by byly vhodné všechny zmíněné typy kondenzátorů mimo vzduchového. Zde nastává problém při shánění vzduchového laditelného kondenzátoru, které se v dnešní době vyrábí spíše ojediněle či na zakázku a nejsou běžným sortimentem obchodů s elektrosoučástkami.

Z hlediska mechanické odolnosti se jeví jako nejvhodnější řešení použít kapacitní diodu-varikap, možné zapojení je na (obr. 2.1). Při použití varikapu odpadá nutnost ladění kondenzátoru mechanicky, kapacita se mění díky změně napětí U_{REG} , které nabývá různých napěťových hodnot dle použitého varikapu a chtěné kapacity. Změnu napětí U_{REG} dosáhneme použitím potenciometru a stabilizovaného napájecího napětí.



Obr. 2.1 Zapojení varikapu [9]

Problém s odolností nastává u ladících kondenzátorů, protože je nutné přenést napětí z rotoru na statickou část kondenzátoru a dále na svorky. Odolnost a stálost Q poté závisí na použitém ložisku či pérku použitému k tomuto přenosu.

Po souhrnu všech těchto hledisek s přihlédnutím k potřebě pohodlně měnit kapacitu kondenzátoru jsem dospěl k závěru použít vzduchový ladící kondenzátor. Ten se mi podařilo opatřit a pro ověření principů ladících obvodů v rámci této práce bude vyhovovat. Pro výslednou laboratorní práci, která bude sloužit studentům ještě za

dlouhou dobu a bude tudíž vyžadovat vysokou odolnost, plánuji použít varikap. A to i přes nižší hodnotu Q a nutnost napájení přípravku. [1] [9]

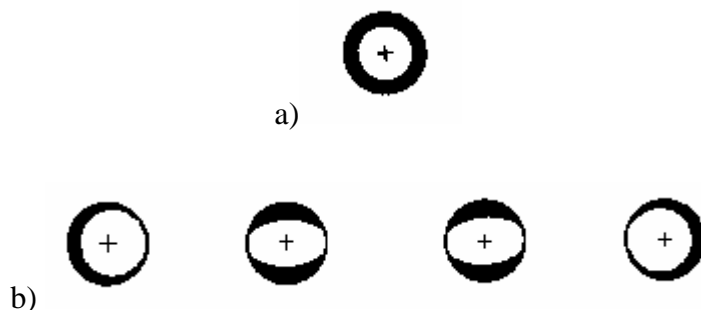
2.2 Výroba cívky

Cívka bude vyráběna na základě zadané indukčnosti L a činitele jakosti cívky Q . U tohoto činitele se budeme obecně snažit dosáhnout co nejvyšší hodnoty, protože ten výrazně ovlivní celkové Q rezonančního obvodu. Kvůli požadavkům na malé konstrukční náklady cívky a velkou dostupnost materiálu (drátu) budeme cívku vinout z jednožilového elektrického nesmaltovaného drátu o různých běžně dostupných průměrech. Z důvodu jednoduchosti výpočtu a použitého drátu budeme vinout pouze jednovrstvou samonosnou cívku bez jádra.

Hodnota jakosti cívky Q je nepřímo úměrná velikost ztrát v cívce vlivem průchodu střídavého proudu. Při snaze o maximalizaci Q cívky se tedy budeme snažit minimalizovat ztráty. Jedná se o tyto ztráty:

- Ztráty způsobené vyzářením energie do okolí cívky ve formě elektromagnetického záření.
- Ztráty v magnetickém poli cívky (ve všech magnetických materiálech), například v jádru cívky.
- Ztráty elektrickém poli cívky (ve všech dielektrikách), například kostra cívky.
- Ztráty přímo ve vodiči, takzvaný skinefekt a proximity jev.

Při použití námi zamýšlené konstrukce (samonosná jednovrstvá cívka se vzduchovým jádrem vinutá neizolovaným drátem) se ve větší míře projeví pouze ztráty přímo ve vodiči způsobené skinefektem (střídavý proud neteče rovnoměrně celým průřezem vodiče, ale pouze u okraje (obr. 2a)). Dále zde působí proximity efekt, což znamená, že střídavý proud při průchodu cívkou neteče rovnoměrně rozmístěn po obvodu drátu (obr. 2.2a) ale snaží se téci v rámci průřezu daného závitu blíže k okraji celé cívky (obr. 2.2b).

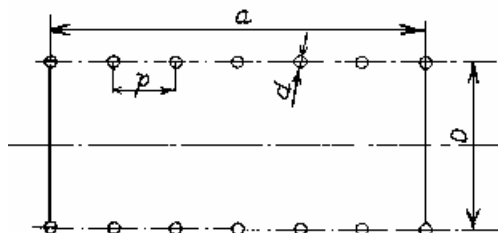


Obr. 2.2 a) průtok proudu vlivem skinefektu; b) vlivem proximity jevu [6]

Kvůli průtoku proudu pouze částí vodiče se zvyšuje odpor cívky, tím se zvyšují ztráty a snižuje činitel jakosti Q .

$$Q = 2\pi fL / R. \quad (2.1)$$

Díky optimalizaci rozměrů cívky se nyní budeme snažit dosáhnout maximálního činitele jakosti Q při dodržení zadané indukčnosti cívky L . Označení rozměrů cívky je na obr.2.3.



Obr. 2.3 Označení rozměrů cívky [6]

Indukčnost cívky je dána vztahem

$$L = \frac{\mu\pi n^2 D^2 K(x)}{4a} [H] \quad (2.2)$$

Kde μ_0 neferomagnetických látek je $4\pi \cdot 10^{-7}$

n je celkový počet závitů cívky

D , a a p viz (Obr. 2.3) udáváme v metrech

$K(x)$ je funkce x , $x=D/a$, $K(2,5)= 0,4694$. [6]

Ze vzorce (2.2) lze odvodit vztahy

$$a = \sqrt{\frac{p \cdot l}{\pi \cdot x}} [m], \quad D = \sqrt{\frac{p \cdot l \cdot x}{\pi}} [m], \quad n = \sqrt{\frac{l}{p \cdot \pi \cdot x}}. \quad (2.3)$$

Délka l drátu cívky lze přibližně vypočíst podle vztahu

$$l = \pi D n = \frac{\pi D a}{p} [m]. \quad (2.4)$$

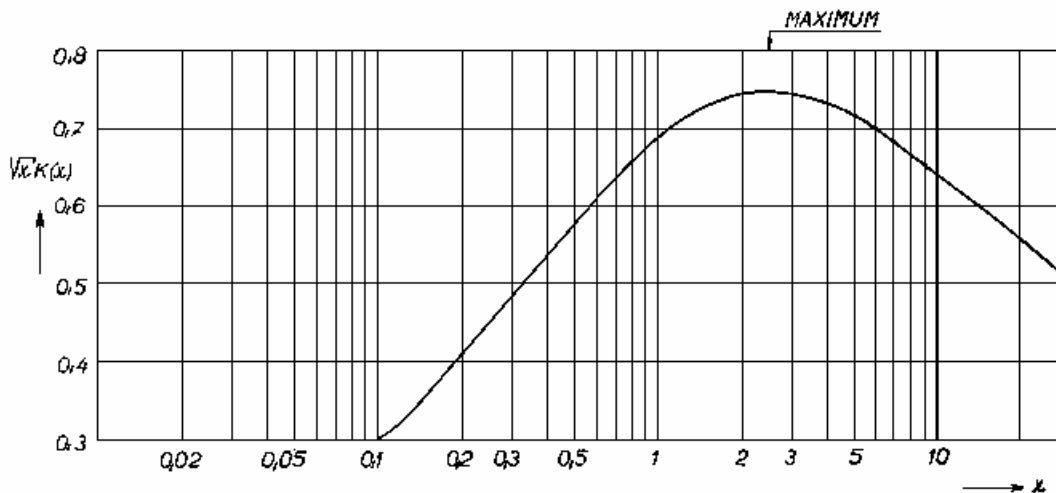
Pokud vzorce (2.3) dosadíme do vzorce (2.2), dostaneme nový vztah pro indukčnost

$$L = l \sqrt{\frac{\pi \cdot l}{p}} \cdot \sqrt{x} \cdot K(x) \cdot 10^{-7} [H]. \quad (2.5)$$

Vzorec (2.5) je založen na Nagaokově opravě pro cívky a předpokládá nulovou vzdálenost mezi závitů. Tato odchylka způsobuje nepřesnost výpočtu výsledné indukčnosti. Pokud dosadíme vzorec (2.5) do vzorce (2.1) dostaneme vzorec

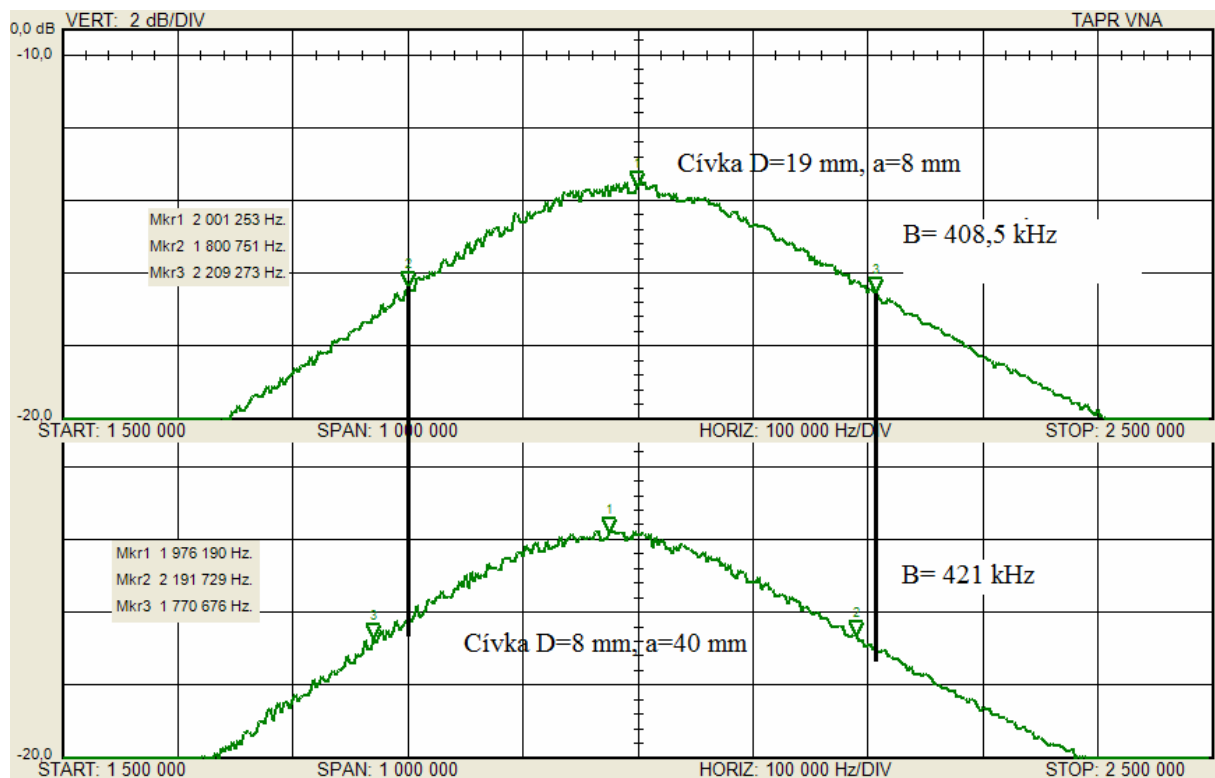
$$Q = \frac{2\pi f \cdot l}{R} \sqrt{\frac{\pi \cdot l}{p}} \cdot \sqrt{x} \cdot K(x) \cdot 10^{-7} \quad (2.6)$$

a zjistíme, že při konstantních hodnotách d , l , p , R a f bude záviset jakost Q pouze na poměru $x=D/a$. Hodnota $\sqrt{x}K(x)$, která přímo úměrně ovlivňuje jakost Q , je znázorněna na (obr. 2.4) právě v závislosti na hodnotě x . Podrobnější výpočetní vztah je uveden ve zdroji [6].



Obr. 2.4 Graf ovlivňování velikosti Q hodnotou x [6]

Jak je vidět na (obr. 2.4), hodnota $\sqrt{x}K(x)$, a tím i hodnota jakosti Q , je největší při dodržení poměru $x=D/a=2,5$. Na (obr. 2.5) je dále ukázka modulové přenosové charakteristiky filtru paralelní PP (tabulka 1.2) za použití dvou různých cívek s rozdílným poměrem $x=D/a$.



Obr. 2.5 Modulová přenosová charakteristika PP při použití rozdílných cívek

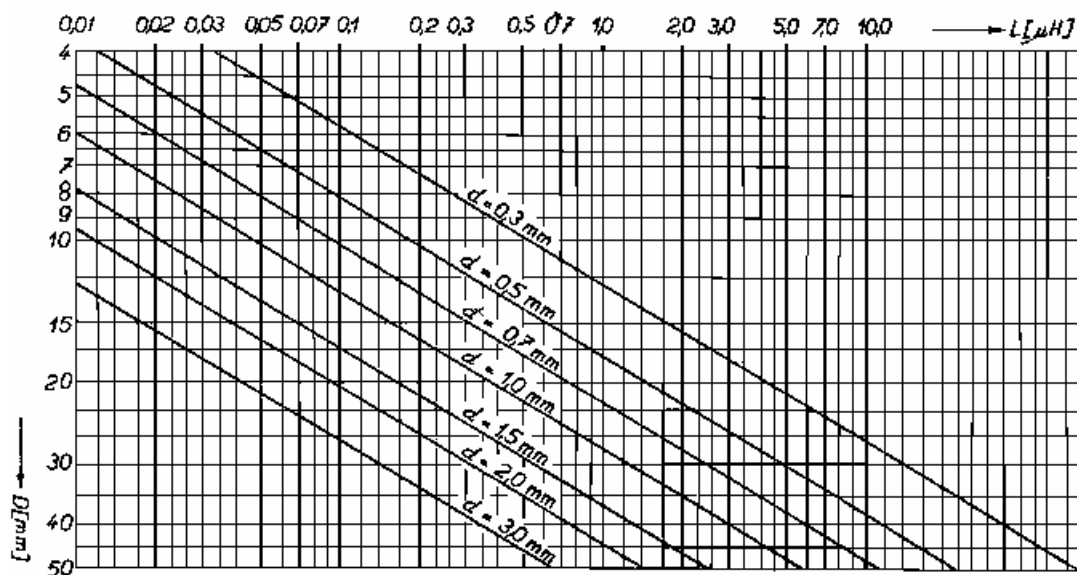
Ze vztahu (2.6) je dále vidět, že činitel jakosti Q závisí na mnoha faktorech, ty však často působí proti sobě. Základní protiklad nastává zejména u volby poměru p/d . Činitel jakosti stoupá s klesajícím odporem R , který nepřímo závisí na průměru drátu d . Při zvětšování průměru drátu se tedy zvětšuje i hodnota Q , avšak zároveň roste vlastní kapacita cívky. Experimentálně bylo zjištěno, že při rostoucím průměru drátu d a konstantní rozteči p se hodnota jakosti Q zvětšuje pouze do určité hodnoty poměru p/d , poté se již výrazně projevuje vlastní kapacita cívky a jakost cívky začíná klesat. Tento optimální poměr, při němž je hodnota jakosti cívky maximální je **$2d=p$** .

Pro určení indukčnosti L při optimálních podmínkách vzhledem k maximalizaci Q vyjdeme ze vztahu (2.5). Do něho dosadíme hodnotu $K(x)$ pro $x=2,5$ (optimální poměr D/a viz Obr. 2.4) která je $K(2,5)=0,4694$. Dále do vzorce (2.5) dosadíme ideální poměr mezi p a d který je $2d=p$ a dostaneme vztah

$$L = \frac{4,66 \cdot 10^{-5} \cdot D^3}{d^2} [\mu H], \quad (2.7)$$

kde D i d je v [mm].

V grafu (obr. 2.6) je vztah (2.7) znázorněn graficky a udává vztah mezi průměrem drátu d , průměrem cívky D a hodnotou indukčnosti L pro maximální hodnotu činitele jakosti Q .



Obr. 2.6 Grafické znázornění vztahu (2.7) [6]

Při návrhu cívky pro daný průměr D a indukčnost L budeme postupovat takto:

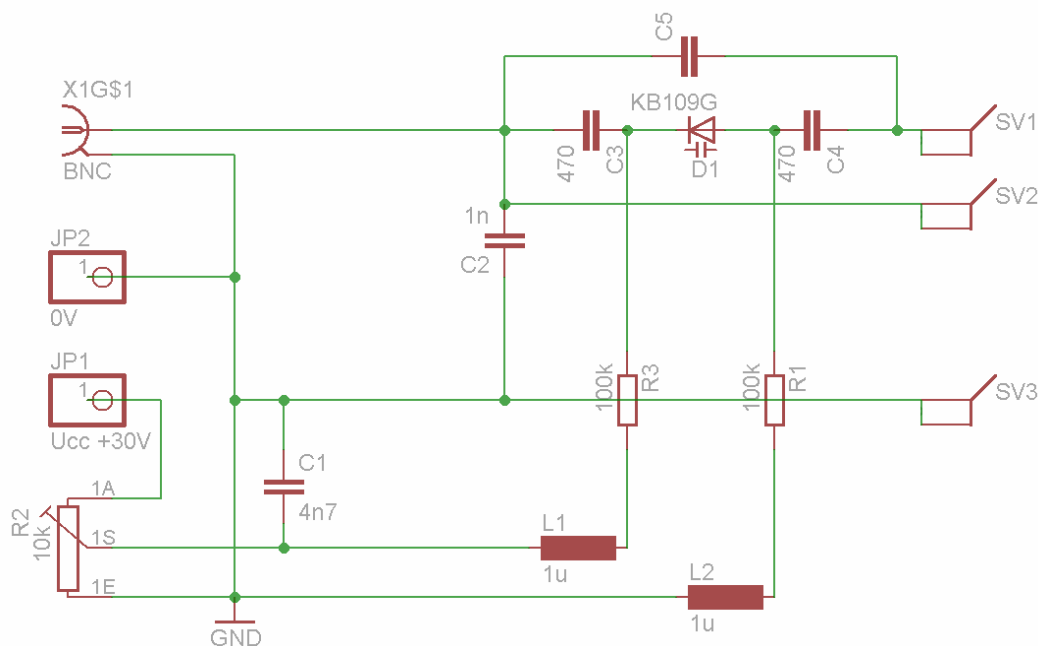
- z grafu (Obr. 2.6) určíme průměr drátu
- z podmínky $D/a=2,5$ zjistíme hodnotu a
- z podmínky $2d=p$ určíme rozteč vinutí p
- vypočteme počet závitů $n=a/p$
- vypočteme délku použitého drátu z vzorce (2.4).

V praxi však máme k dispozici pouze omezený počet koster pro vinutí cívek a různých průměrů drátu. Proto je vhodné zjistit optimální D a d cívky pro danou indukčnost, ale vybrat nejbližší možné hodnoty D a d v závislosti na dostupných možnostech. Tyto parametry jsou poté dosazeny do vzorce (2.2) a dopočítány zbylé parametry. Jednodušší varianta je použít applet, který je k dispozici na stránce zdroje [5]. [6]

3 Návrh měřicího přípravku

Při návrhu přípravku je brán zřetel zejména na dostupnost použitých součástek a mechanickou odolnost, tím je zaručena reprodukovatelnost a možnost použití pro opakované laboratorní měření prováděné studenty. Navržený přípravek umožňuje měřit frekvenční filtry typu pásmová propust 2. řádu. Měření lze zapojit jak bez použití vazeb, s kombinací kapacitní (vstup) a autotransformátorové vazby (výstup) či s kombinací kapacitní (vstup) a transformátorové vazby (výstup). Těchto typů pásmových propustí bude možno dosáhnout připevněním potřebných cívek do svorkovnic přípravku. Kondenzátory v přípravku jsou navrženy pro dosažení

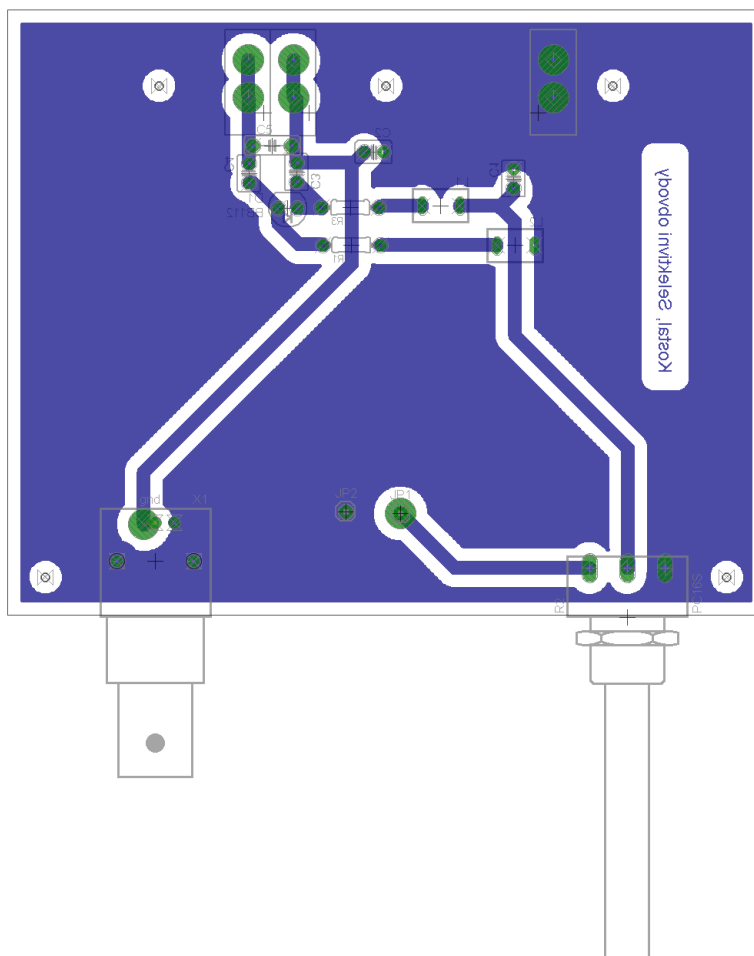
rezonančních kmitočtů řádově okolo 30 MHz. Přípravek dále umožňuje zkoumání vlivu vzdálenosti cívek L a L_v při použití transformátorové vazby na výslednou charakteristiku přenosu. Pro možnost změny vzdálenosti těchto cívek je přípravek složen ze dvou desek plošného spoje, přičemž deska 1 je neměnně připevněna k šasi přípravku ale naopak pozici desky 2 lze po povolení 3 úchytných šroubů měnit, a tím také ovlivňovat vzdálenost obou cívek L a L_v . Schéma desky 1 je zobrazeno na (obr. 3.1).



Obr. 3.1 Schéma desky 1

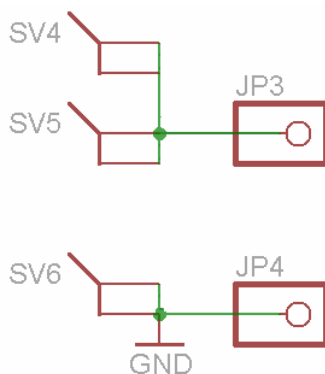
Jelikož pro změnu kapacity mezi svorkou SV1 a SV2 je použit varikap, je nutné zajistit napájení přípravku napětím 30 V, toto napětí bude přiváděno na banánkové konektory JP1 a JP2. Potenciometrem R2 bude nastavena velikost napětí na varikapu D1, které bude ovlivňovat jeho kapacitu. Jelikož je nutné na tomto přípravku modelovat obvody s výsledným činitelem jakosti Q rezonančního obvodu okolo hodnoty 350, je nutné zamezit průniku vf signálu z rezonančního obvodu na potenciometr R2. K tomu slouží sériové zapojení tlumivky $L1$ a rezistoru $R3$ (či $L2$ a $R1$). Pokud bude celý přípravek zatížen vstupní i výstupní impedancí $50\ \Omega$ (celkové zatížení $25\ \Omega$), bude charakteristická impedance rezonančního obvodu Q -krát větší, tedy $8750\ \Omega$. Aby bylo zamezeno výraznému ovlivnění rezonančního obvodu připojením varikapu, volím hodnotu $R1$ a $R3 = 100\ K\Omega$. Velikost tlumivek $L1$ a $L2 = 1\ \mu H$. Dále je použit blokovací kondenzátor $C1$ o hodnotě $4,7\ nF$ pro zkratování frekvencí o hodnotách řádově desítky MHz na zem. Hodnota kondenzátoru $C2$ je $2\ nF$ a ovlivňuje transformační činitel kapacitní vazby p a rezonanční frekvenci f_0 . Kondenzátory $C3$ a $C4$ jsou zapojeny sériově k varikapu. Kondenzátor $C5$ není nutné použít, jeho použití závisí na požadované kapacitě mezi svorkami SV1 a SV2. Pro připojení přípravku jsou použity konektory BNC. Pro připojení cívek budou použity

svorkovnice typu AK 3001/1-FD-5.0 které jsou dostupné například v GM Electronic [11], [12]. Návrh plošného spoje desky 1 je na (obr. 3.2).



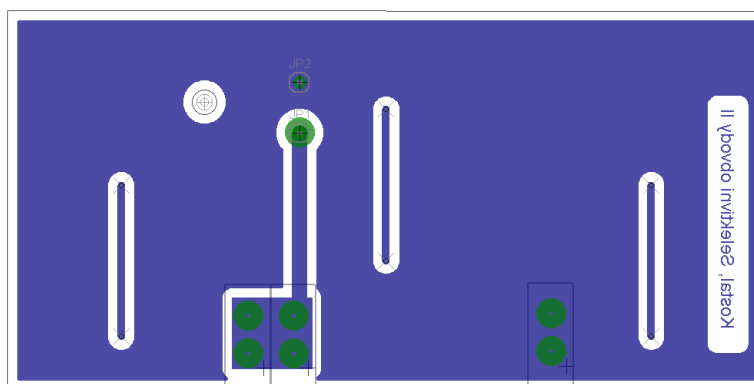
Obr. 3.2 Plošný spoj desky 1

Deska 1 bude připevněna 5 ti šrouby průměru 4mm, jejichž hlavičky jsou zapuštěny do dna šasi. Pro lepší přehlednost přípravku budou veškeré kondenzátory, rezistory a tlumivky připevněny na straně spojů. Na vrchní straně DPS budou tedy pouze konektory, potenciometr a svorkovnice. Schéma zapojení desky 2 je na (obr. 3.3).



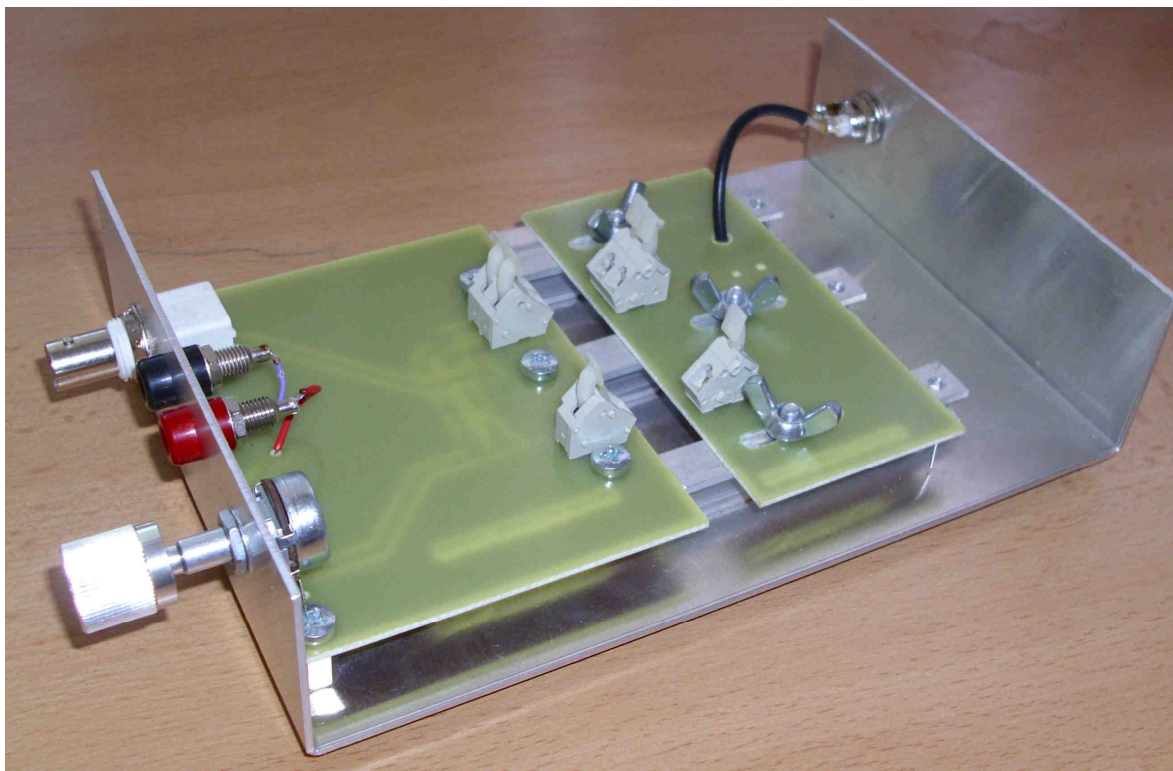
Obr. 3.3 Schéma zapojení desky 2

Jelikož bude možné druhou deskou pohybovat vůči šasi dopředu a dozadu, není možné zaletovat výstupní konektor BNC přímo do DPS. Ke konektoru uchycenému v šasi tedy povede koaxiální kabel z desky 2, ve které bude přiletován na kontakty JP3 a JP4. Návrh plošného spoje desky 2 je na (obr. 3.4).



Obr. 3.4 Plošný spoj desky 2

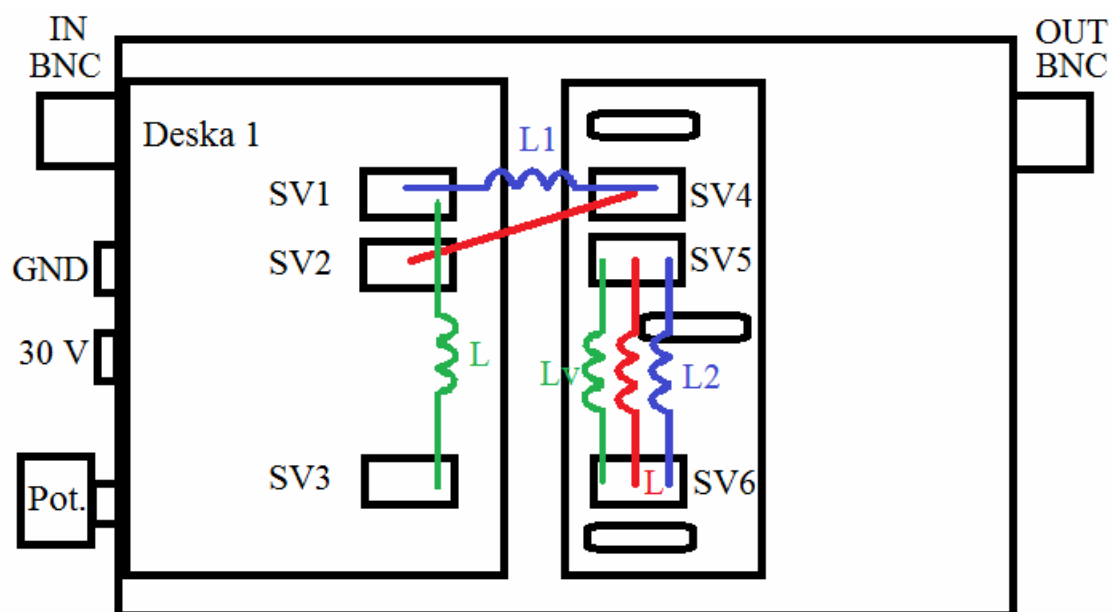
Do šasi budou zahroubeny 3 šrouby průměru 4 mm a délky 20 mm, každý z nich bude procházet přes hranol či jelek 10 x 10 mm opatřený závitem. Dále bude každý šroub procházet skrz drážku v desce 2. Každý šroub bude zakončen křídlovou matkou, pomocí které bude možné upevnit desku 2 k hranolu, a tím i k šasi. Po povolení matek bude možné s deskou 2 pohybovat v 2 cm dopředu či dozadu, tím je zajištěna možnost změny vzdálenosti mezi cívkou L_v umístěnou mezi svorkami SV5 a SV6 na druhé desce a cívkou L umístěnou mezi svorkami SV2 a SV3 na první desce při použití transformátorové vazby. Výkresy šasi a desek plošných spojů jsou dostupné jako příloha této práce. Fotografie sestaveného přípravku je na (obr. 3.5).



Obr. 3.5 Fotografie sestaveného přípravku

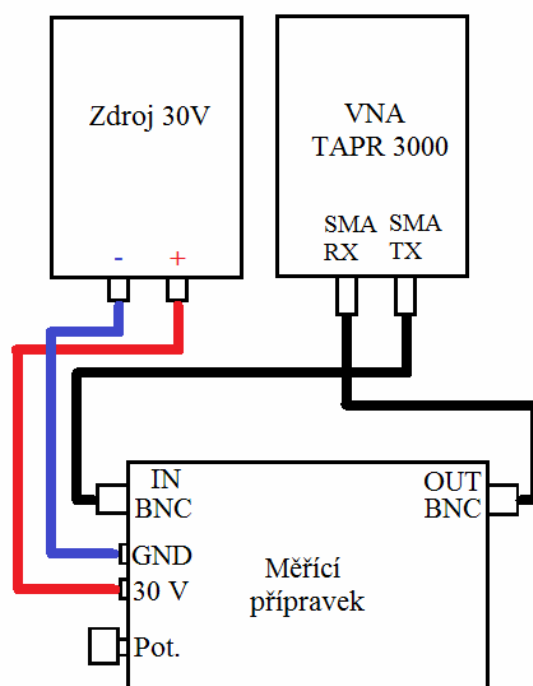
Jak již bylo zmíněno výše, přípravek je možno použít pro měření tří možných zapojení RLC pásmových propustí 2. řádu. Na (obr. 3.6) je zobrazeno zapojení přípravku, různými barvami jsou odlišeny jednotlivé možnosti zapojení různých typů pásmových propustí.

- Jednoduchý rezonanční obvod vytvoříme propojením svorek SV2 a SV4 drátem a připojení cívky mezi svorky SV5 a SV6 (červená barva).
- Rezonanční obvod s kapacitní vazbou na vstupu a autotransformátorovou na výstupu dostaneme zapojením cívky L1 mezi SV1 a SV4 a cívky L2 mezi SV5 a SV6 (modrá barva).
- Rezonanční obvod s kapacitní vazbou na vstupu a transformátorovou na výstupu dostaneme zapojením cívky L mezi SV1 a SV3 a cívky L_V mezi SV5 a SV6 (zelená barva).



Obr. 3.6 Možnosti zapojení přípravku

Na (obr. 3.7) je zobrazeno zapojení měřicího pracoviště.



Obr. 3.7 Zapojení měřicího pracoviště

4 Závěr

V první kapitole práce je shrnuta problematika selektivních obvodů. Jsou zde vypsány způsoby realizace různých typů kmitočtových filtrů a vzorce pro jejich návrh. V druhé kapitole práce je rozebrána problematika výběru vhodných součástek pro jejich realizaci včetně návrhových vztahů cívek. Tyto teoretické poznatky jsou dále použity v třetí kapitole, která se zabývá konstrukcí měřicího přípravku pro laboratorní úlohu. Zde je uveden celkový popis přípravku včetně potřebných schemat, návrhů desek plošných spojů a popisu mechanického provedení celého přípravku. Samotná laboratorní práce je přiložena k práci formou přílohy. Dále je přiložena šablona pro vypracování laboratorní práce a vzorové řešení práce. Přílohy též obsahují dokument s popisem vhodných hodnot pro zadání této laboratorní práce. Dále je obsahem příloh dokument popisující ovládání softwaru používaného pro měření v rámci práce.

Seznam literatury

- [1] DANEŠ, Josef. *Amatérská radiotechnika a elektronika. 3. díl*. Praha : Naše vojsko, 1988. 454 s.
- [2] HÁJEK, K., SEDLÁČEK J.: *Kmitočtové filtry*, ISBN 80-7300-023-7, BEN, 2002.
- [3] *Stránky OK2TEJ* [online]. 2002 [cit. 2010-12-26]. Laděný obvod. Dostupné z WWW: <http://ok2tej.senga.cz/rady/vf_lo.html>.
- [4] *Pandatron.cz - Elektrotechnický magazín* [online]. c2010 [cit. 2010-12-26]. Výpočet cívek. Dostupné z WWW: <http://pandatron.cz/?209&vypocet_civek>.
- [5] FALTUS, Petr. *Name Petr, QTH Prague, Czech Republic (česky, english, deutsch) :: Petr Faltus OK1CFP* [online]. 29/3/2010 [cit. 2010-12-26]. Výpočet válcové vzduchové cívky a rezonančního kmitočtu. Dostupné z WWW: <<http://www.qsl.net/ok1cfp/ok1cfp-vypocet-vzduchove-civky-rezonancniho-kmitoctu-inductor-resonance-frequency-calculation.htm>>.
- [6] ŠANDEROVÁ, Věra. *Petr Jeníček* [online]. 8.12.2009 [cit. 2010-12-26]. Optimální rozměry jednovrstvových cívek. Dostupné z WWW: <<http://www.volny.cz/pjenicek/radioprevzate/optcivk1.html>>.
- [7] *Encyklopedie Navajo* [online]. 1999 [cit. 2010-12-26]. Šířka pásma. Dostupné z WWW: <<http://sirka-pasma.navajo.cz>>.
- [8] *Access server* [online]. 21.07.2010 [cit. 2010-12-26]. Modelování silnoproudých vedení I– metody. Dostupné z WWW: <<http://access.feld.cvut.cz/view.php?navezclanku=modelovani-silnoproudych-vedeni-i-%E2%80%93-metody&cislocclanku=2010070001>>.
- [9] *ELEKTRONIKA* [online]. 2004 [cit. 2010-12-26]. Varikap. Dostupné z WWW: <<http://elnika.sweb.cz/radia/varikap.html>>.
- [10] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. *VYSOKOFREKVENČNÍ A MIKROVLNNÁ TECHNIKA* [online]. [s.l.] : [s.n.], 1.11.2002 [cit. 2011-03-10]. Dostupné z WWW: <www.vutbr.cz>.
- [11]. *PRAKTICKÉ ASPEKTY NÁVRHU ELEKTRONICKÝCH PŘENOSOVÝCH ZAŘÍZENÍ I* [online]. [s.l.] : [s.n.], [200?] [cit. 2011-03-10]. Dostupné z WWW: <http://www.google.cz/url?sa=t&source=web&cd=2&ved=0CBoQFjAB&url=http%3A%2F%2Fwww.comtel.cz%2Ffiles%2Fdownload.php%3Fid%3D4293&rct=j&q=bloko vaci%20kondenzator&ei=SllFTekDzI6zBv-F-JwO&usq=AFQjCNGaLqe_YTon9xcHutvgbeQvXrjMxA&cad=rja>.
- [12]. ČACKÝ, Přemysl. *GM Electronic* [online]. 1999 [cit. 2011-03-10]. Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/cz/>>.